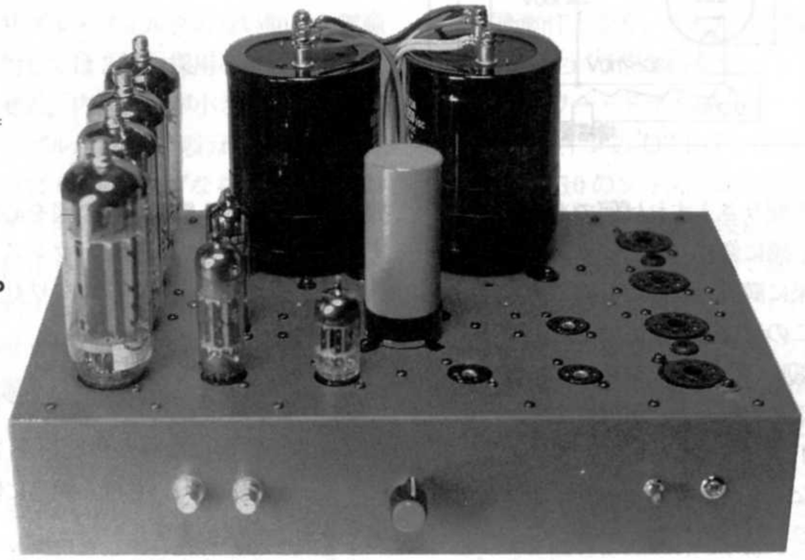
●理想のプッシュプル回路の実現をめざす

2極管負荷と仮想B級で直線性を向上 管球OTLアンプの試作

第2回
電源トランスレス 40 KG 6 A 2パラ・OTLアンプ

■藤井秀夫■



先月でお約束したとおり，第2グリッド・ドライブに2極管非線形補正を加えるというきわめつき（のはず）の特性改善手法を，いよいよ電源トランスレスSEPP OTLアンプに適用しましょう．

先月の約束は「仮想B級PPにまつわる難題が解決できれば」という条件つきだったのですが，紹介するアンプはこの条件を満たしてからの決定版ではなく，作る過程でこれから解決しようというアンプです．それでも読者に得るところない行き当たりばったりの製作記にならないはずと思うのは，2極管負荷ドライブの回路（折り返しカスコード回路）が，それだけでG_2ドライブの大振幅励振の困難をあっさり解決してくれるし，そのうえに直流負帰還なしでも安心できる直結ドライブを可能にする，という余得まであるからです．このことだけでも管球OTLアンプのいまひとつの形を提供できて，趣味深いヴァリエーションを広げられるでしょう．

そこで今月は，2極管負荷G_2ドライブで大パワーを得るところまで進め，直結ドライブの電源トランスレス・アンプの製作を前編とします．信号の半サイクルをいかに滑らかにスライスし，切れ目も重なりもなく接合するかという，あの理想の追求は，次回に後編として発表できると期待しています．

B級で消費電力が小さく，特性は秀れて軽量でコンパクト，パワーは大きい，という管球OTLアンプは，私がオーディオ技術誌の読者欄に投稿を始めたそもそもの発端の目標でありました．7年越しの作業を，当初の熱情と憧れに，こやした（はずの）知恵と技を加えて進めることにしましょう．

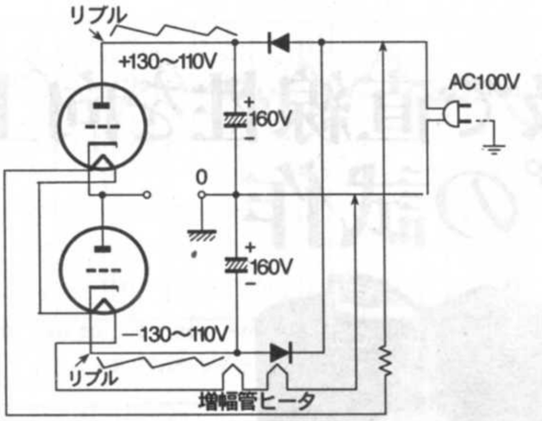
出力段は電源トランスレスです．6年前の40 KG 6 A×2パラOTLアンプ（'95年2月号）の謳い文句を踏襲して，できる限りの簡素な(そして安価な）構成で最大限に効率のよいパワーを得るという指針の下に作ります．そして，負帰還なしでもノイズやひずみ率や安定度について満足のゆく特性を得ること，これは今回に限らず，管球OTLアンプに私があえて課している条件です．

1．簡素で高効率なB電源トランスレス管球OTLアンプの構成

あの『OTLアンプの設計と製作』は，初心の私がオーディオ・アンプについて学んだ最初の本ですが，武末先生の作品は当時の私には手に入れ難い電源トランスが使われていて，回路図を視線だけで黒くなるほど眺め回しながら，結局指をくわえているしかありませんでした．

実際に作ったOTLアンプは電源トランスレスか，さもなくばせいぜい100 V：120 Vのオートトランスを使ったもので，これなら容易に購入できる1 mm厚のアルミ・シャーシの上にでも，手を尽くして収集してきた水平偏向管を並べて安価に軽量に組み立てられました（12 B-B 14とか25 E 5とかは，ジャンク屋のざるにバナナのように並べられていましたし，路上からでも調達できました）．

電灯線に直結される不安は，2機，3機を作るごとに，コンセントの極性



〈第1図〉
正負2電源式の
電源回路と出力
段の関係

に気を配りさえすれば何でもないという安心感に変り，スピーカから現出する成果に満足していたものです．もっともこの音は，いまから思えばNFB過剰気味の，生気を平らにした音であったことでしょう．電解コンデンサの容量不足（と回路への未熟さ）による盛大なハムを，多量のNFBで抑えたものでしたから．

とまれ，電源トランスレス方式が管球OTLアンプを，初心者や金欠の人や無精者に身近にすることはまちがいありません．いくつかの簡単な注意事項を知れば安全で，あとはハムの抑えかたを工夫するだけです（現代式ビルの室内については留保します．VHFからUHFに達そうというマイクロ・プロセッサのクロック・パルスの電磁放射の何十という織り重ねの図を心配する場合，ノイズ・カット・トランスを外づけするという手段を考えなければならないでしょう）．

(1) 簡易な正負2電源方式

OPTつき真空管アンプと比べていちばん重い負担になりかねないB電源とヒータ電源を，いちばん簡易に供給する方法を決めます．

AC 100 Vから直接整流して1球あたり130〜110 V，2球直列で260〜220 Vの直流B電源を得る方式については，先々号の30 KD 6×2パラOTLアンプで説明しました．その時は出力カップリングの必要な260 V 1電源方式にしましたが，今回は簡易さを優先して，大型電解コンデンサがステレオでも2個ですむ±130 Vの正負2電源の出力直結方式を採用します．

第1図のとおり，スピーカ端子と直結されて直流増幅器になるので，動作中の直流的安定と電源ON/OFF時の揺動電圧に留意する必要があります．もっとも，ヒータ加熱の遅い起動過程を持つ真空管アンプなら，恐れることはないと前もっていっておきます．球が極端にアンバランスでなければ，初心者にも組みしえるほどのものです．

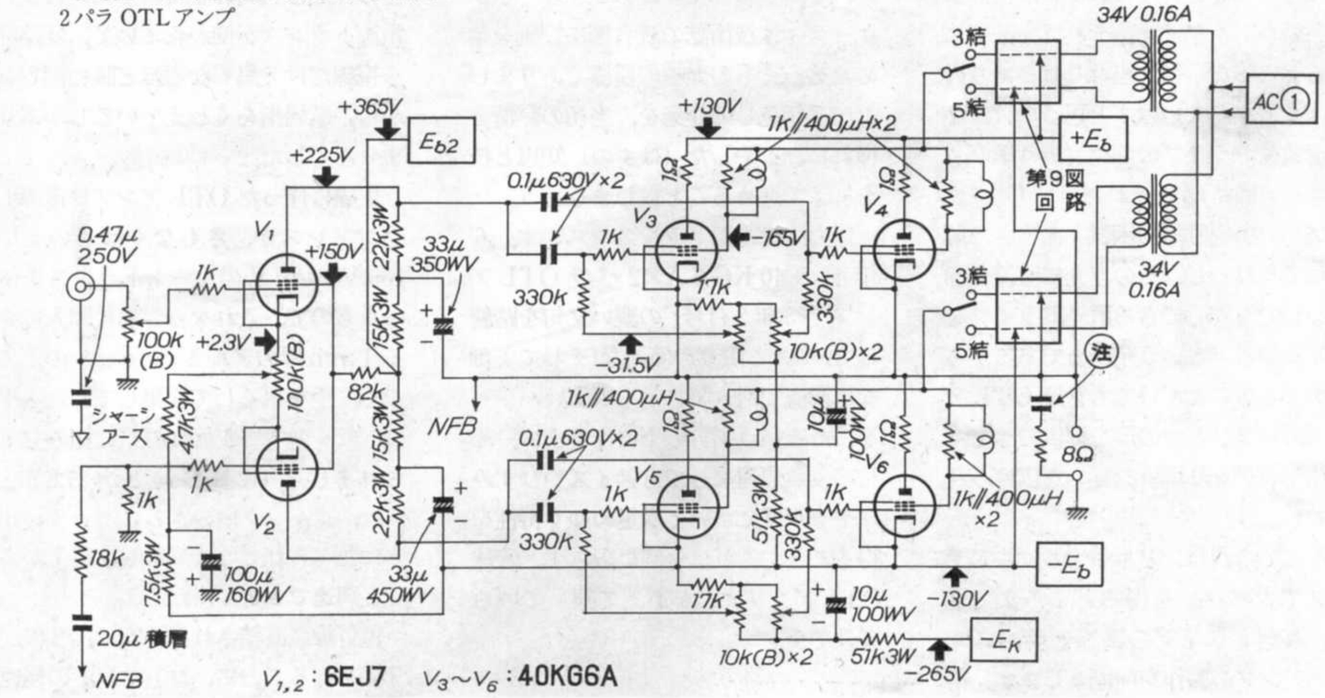
また負電源ラインにリプルが乗っているので，ここを入力基準点としている下側の出力管にこのリプルが入らないよう工夫しなければなりません．この工夫を施すかどうかが，OTLアンプの電源簡素化の1つの要めといってよいでしょう．

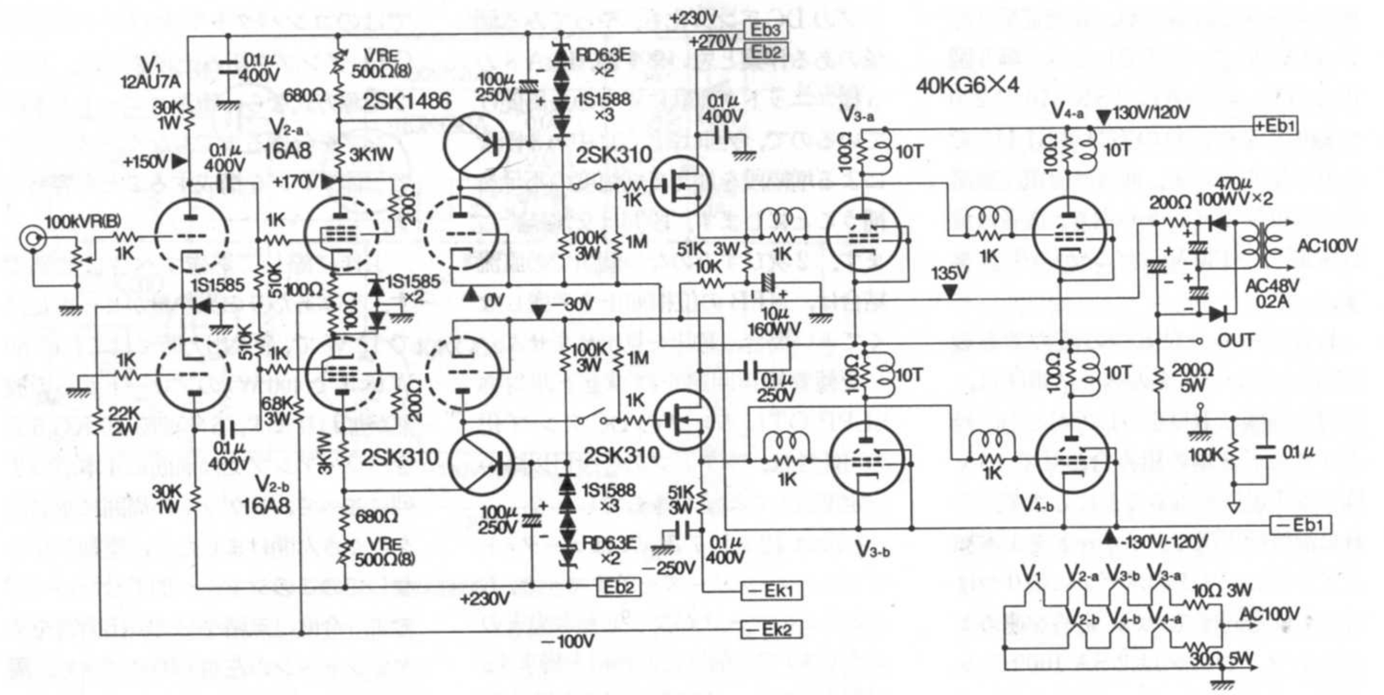
もう1つの注意点は，マイナス100 Vを超える下側のカソードの対ヒータ電圧です．

(2) ヒータ・カソード間耐圧の高い水平偏向ビーム管40 KG 6 A

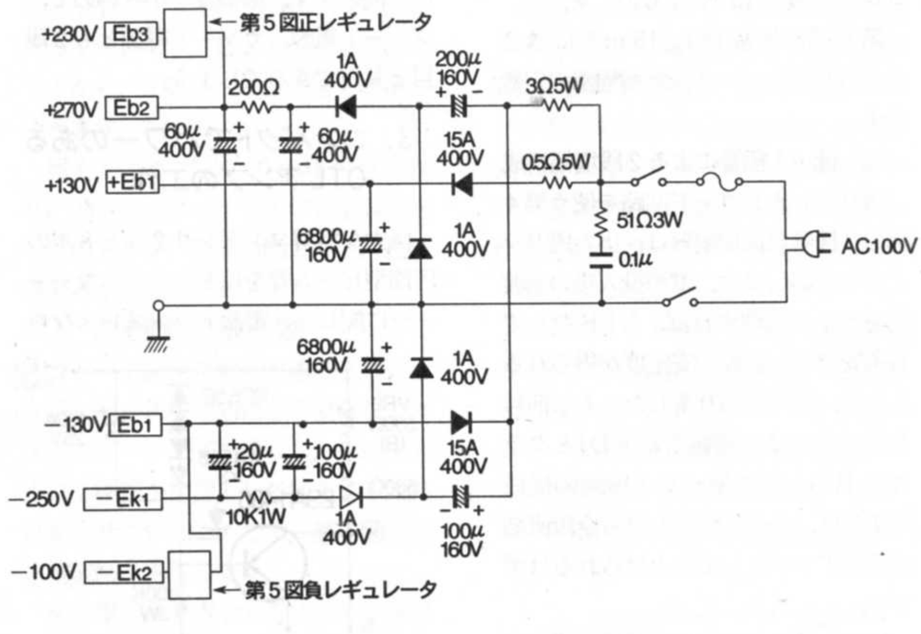
出内管のヒータもAC 100 Vから直接に点火すれば，OTLならシャーシ上に鉄材がほとんどなくなります．そうするには出力管に（できれば増幅管にも）ヒータ・トランスレス専用管を選びます．ただしヒータの交流電圧

●参考図● 95年2月号に発表された電源トランスレス 40 KG 6 A 2パラ OTLアンプ





〈第7図〉 2極管負荷増幅，G_2ドライブ 40 KG 6 AOTL アンプの回路図（上）とトランスレス電源部（下）



しかりです．

ヒータ線のラッシュ電流制限抵抗も可能な限り入れます．2×40 KG 6 A—16 A 8の計96 Vのラインには30 Ω/5 W（9 V分），12 AU 7 A（6.3 V接続）の加わった102 Vのラインにも10 Ω/3 W（3 V分）を入れています．いずれも5 V分超過してヒータ電力が5%低下することになりますが，球の寿命を伸ばすことにつながるので，よしとしましょう．なお結線順は，アース端側から12 AU 7—16 A 8—下側40 KG 6 A—上側40 KG 6 Aとします．

下側の出力管のG_2電源には，AC 100 V/0.1 Aの電源トランスをブリッジ整流で使うのが本来の姿ですが，AC 48 V（24 V×2），0.5 Aのトランスの手持ちがあったので，これを倍圧整流して DC 130 V を得ました．ほんとうはこんな大きなトランスは要りません．AC 48〜50 V なら 0.2 A で十分です．

＋270 V，−270 V を得る倍圧整流回路に100〜200 μの電解コンデンサをふんだんにおごっていますが，これも手持ちがあったからです．もっと小さな容量のもので構わないでしょう．

(2) 寄生発振対策

出力管プレート，グリッドやゲートへの直列インピーダンスによる寄生発振防止対策は慣例どおりですが，G_2ドライブ線に，電圧降下を避けるためエナメル線コイルを使ってみました．1 kΩ 2 Wの抵抗に10ターン巻きましたが，もう少し巻数を増やしたほうがよいかも知れません．

今回はパワー・ドライバであるMOS-FETソース・ホロワの発振に見舞われました．ドレインとソース抵抗負端とに0.1〜0.47 μFの高周波バイパス・コンデンサを加えることで止まりました．注意すべきは下側ドライバのソース抵抗負端です．B電源の負ラインを基準にする信号を扱うところですが，低周波をバイパスする電解コンデンサとは違って，高周波バイパスはグラウンドに落とさなければなりません．

(3) 増幅部

初段について特記すべきことはあり

ません．

２極管負荷を持つ２段目の３結管にはたっぷり 15 mA の I_{bo} を流したうえに，3 kΩ のバイパスしないプレート抵抗を挿入して直線性を向上させています．NFB を掛けることを望むなら，これを除いて，ゲインを上げればよいでしょう．

折り返しカスコード部の定数の選定方法は前号に説明しており，つけ加えることはありません．

ドライバ段と開閉スイッチを通じて連結して，電源投入直後１分間の過渡電圧から逃げる手法も，前回と同様です．１分間はドライバ・ゲートをゼロ・バイアスに置いて出力段をカットオフさせておきます．

…と簡単に説明しましたが，半導体が随所に使われている本アンプは，真空管アンプ・マニアにとってかなり厄介な気持を起させるものでしょう．連結スイッチを境に，出力段は後から，増幅段は前から，１段ごと動作を確認しながら作って行けば安心です．

すべての動作が正常であると確かめて，最後に連結スイッチを入れれば，出力ビーム管が赤熱するような事故はありえません．

4．出力性能と特性

今月の目標は２極管負荷増幅回路を使った第２グリッド・ドライブの SEPP OTL アンプから，安定した大パワーを得ることです．信号の半サイクルごとの精密な接合というデリケートなところは，ともあれ水平偏向管ビーム管の第２グリッドのカットオフ性能にゆだねます．これだけでも G_2 ドライブの電源トランスレス OTL アンプ先々号の失敗を克服した，世に初めてのアンプを自任できましょう．

(1) 出力性能と特性

信号スライスを球の自然にまかせれば，調整個所は１カ所（2個），折り返しベース接地トランジスタのエミッタ抵抗 VR_E だけです．忘れずに連結スイッチ断の状態で電源を入れて安定するのを待ち，２極管のアノード・カソード間がぎりぎり０Ｖになるよう調整します．２つの２極管でカソード電位が異なりますが，要領はまったく同じです．

ここへ信号を入れれば，両アノードに 150 V を超える半波信号が楽々と出力されるのが見られます．波形は丸みを持っていて，2/3 乗 I/V 特性が効いていることも目視できます．

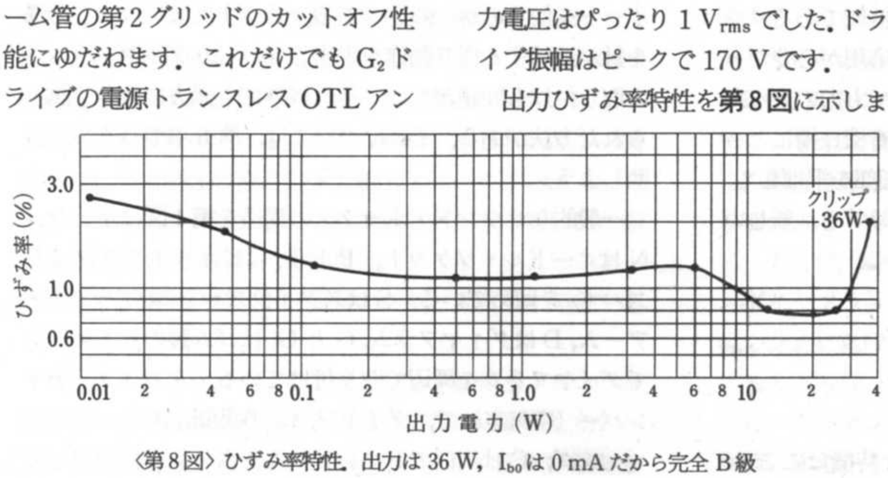
スライス面の鋭利さと滑らかさは？ 微細に拡大すると，ウームというところですが，これは次回の課題です．

連結スイッチを入れて早速スピーカ端子（8 Ω 負荷）を眺めれば，わずかにC級状態ながら，もうほとんどクロスひずみのない出力が得られています．ほんの少し VR_E を回せば，もう B 級 PP の出力形状を呈します．残念ながら，予想されるとおり，信号中央の接合部が少々屈曲しています．これは5年前から知っていることなので，今月改めてがっかりするものではありません

予想に反することには，入力ボリュームを回すと出力がどんどん増えて，クリップしないまま 36 W まで達しました．最大 36 W の出力に要する入力電圧はぴったり 1 V_{rms} でした．ドライブ振幅はピークで 170 V です．

出力ひずみ率特性を第８図に示します．全般的に 1%前後で平坦という，個性的な様相です．0.05 W 以下の微少出力で 2〜3%に増えるのは，今のところやむを得ないでしょう．

驚くべきことに，無信号直流電流はほとんどゼロ mA で，ほぼ完璧な B 級 PP です．この微小アイドリング電流でおしなべて 1%のひずみ率に抑えられているのなら，２極管による非直線性補正は大いに効果を挙げている，と評価できるでしょう．



〈第８図〉ひずみ率特性．出力は 36 W，I_{bo} は 0 mA だから完全 B 級

(2) 熱損失と安定性

最大出力時の直流 I_b は１球あたり 0.51 A です．プレート電圧が 120 V に下降するので，熱に変る損失は 120×0.51−38/4＝52 W の計算です．許容損失 40 W に対して 30%超過なら，楽音相手のアンプとして大丈夫なレベルでしょう．スクリーン電流は直流平均で最大 23.5 mA と意外に小さく，170 V が連続に加っているとしても 4 W の損失ですから，まったく問題ありません．

動作中の出力点の安定度は十分です．大小出力状態の変動による熱的な特性揺動も，前号アンプから軽減されているようです．

連結スイッチを開放している限り，電源スイッチの ON/OFF に伴う出力点の電圧揺動はありません．スイッチを閉じたまま電源を切っても，2 V ほどの揺動が現われるだけです．スピーカを壊す心配はないでしょう．

この調子であれば，２極管負荷増幅部を Hi-g_m 管に変えて１段構成とし，全段直結の DC アンプとして動作させても安定だ，と断言できそうです．

(3) その他の電気的特性

電源トランスレス OTL アンプにとってもうひとつ注目すべき残留ノイズ特性ですが，0.2 mV_{rms} という見事な低ノイズ・アンプに仕上がっています．もっとも無信号直流電流がゼロに近い状態で，B 電源リプルがないおかげでありましょう．とはいえ，この I_{bo} 近似ゼロ状態は２極管負荷ドライブの賜ものですから，やはり回路性能に帰するものです．